

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

J1033 U.S. PTO
09/922918
08/07/01

In re PATENT APPLICATION of
Inventor(s): ASADA et al.

Appln. No.:	Unassigned
Series Code	Serial No.

Group Art Unit: Unknown

Filed: August 7, 2001

Examiner: Unknown

Title: VOLTAGE REGULATOR OF VEHICLE AC GENERATOR

Atty. Dkt. P 282780	57170-US-Su
M#	Client Ref

Date: August 7, 2001

**SUBMISSION OF PRIORITY
DOCUMENT IN ACCORDANCE
WITH THE REQUIREMENTS OF RULE 55**

Hon. Asst Commissioner of Patents
Washington, D.C. 20231

Sir:

Please accept the enclosed certified copy(ies) of the respective foreign application(s) listed below for which benefit under 35 U.S.C. 119/365 has been previously claimed in the subject application and if not is hereby claimed.

<u>Application No.</u>	<u>Country of Origin</u>	<u>Filed</u>
2000-238621	Japan	August 7, 2000

Respectfully submitted,

Pillsbury Winthrop LLP
Intellectual Property Group

1600 Tysons Boulevard

McLean, VA 22102
Tel: (703) 905-2000
Atty/Sec: PTB/ded

By Atty: Pau T. Bowen

Sig: 

Reg. No. 38009

Fax: (703) 905-2500
Tel: (703) 905-2020

日 本 国 特 許 庁
JAPAN PATENT OFFICE

J1033 U.S. PTO
09/922918
08/07/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されている事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed with this Office

出 願 年 月 日

Date of Application:

2000年 8月 7日

出 願 番 号

Application Number:

特願2000-238621

出 願 人

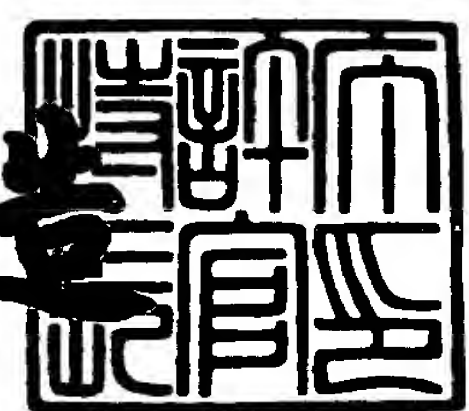
Applicant(s):

株式会社デンソー

2001年 6月25日

特 許 庁 長 官
Commissioner,
Japan Patent Office

及 川 耕 造



出証番号 出証特2001-3059656

【書類名】 特許願

【整理番号】 P000011402

【提出日】 平成12年 8月 7日

【あて先】 特許庁長官 及川 耕造 殿

【国際特許分類】 H02P 9/30

【発明の名称】 車両用交流発電機の電圧制御装置

【請求項の数】 7

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

 【氏名】 浅田 忠利

【発明者】

 【住所又は居所】 愛知県刈谷市昭和町1丁目1番地 株式会社デンソー内

 【氏名】 渡辺 和幸

【特許出願人】

 【識別番号】 000004260

 【氏名又は名称】 株式会社デンソー

 【代表者】 岡部 弘

【代理人】

 【識別番号】 100081776

 【弁理士】

 【氏名又は名称】 大川 宏

 【電話番号】 (052)583-9720

【手数料の表示】

 【予納台帳番号】 009438

 【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

 【物件名】 明細書 1

 【物件名】 図面 1

 【物件名】 要約書 1

特 2 0 0 0 - 2 3 8 6 2 1

【プルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 車両用交流発電機の電圧制御装置

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

発電した交流出力を整流する整流装置を有する車両用交流発電機の励磁コイルへの給電を断続する半導体素子と、

前記励磁コイルに並列に接続された還流素子と、

前記整流装置の出力電圧に相関を有する信号に応じて前記出力電圧を所定の調整電圧値に収束させるべく前記半導体素子のオン、オフを指令する発電電圧制御手段と、

前記の指令に基づいて前記半導体素子を制御する駆動手段と、

を備える車両用交流発電機の電圧制御装置において、

前記駆動手段は、前記半導体素子の遮断時遷移期間中の初期期間の電流駆動力減少率を前記遮断時遷移期間のその後の残期間のそれよりも大きく設定することを特徴とする車両用交流発電機の電圧制御装置。

【請求項 2】

請求項 1 記載の車両用交流発電機の電圧制御装置において、

前記駆動手段は、前記半導体素子の制御電圧又は制御電流を、前記遮断時遷移期間の前記初期期間及び前記その後の残期間にそれぞれ略一定の変化率で変化させ、

前記初期期間の前記変化率は、前記その後の残期間の前記変化率よりも大きく設定されることを特徴とする車両用交流発電機の電圧制御装置。

【請求項 3】

請求項 2 記載の車両用交流発電機の電圧制御装置において、

前記半導体素子は、フォロワ動作を行うことを特徴とする車両用交流発電機の電圧制御装置。

【請求項 4】

請求項 1 乃至 3 のいずれか記載の車両用交流発電機の電圧制御装置において、

前記半導体素子の主電極間の電圧降下に相関を有する信号電圧と所定値とを比

較する比較手段を有し、

前記駆動手段は、前記遮断時遷移期間にて前記信号電圧が前記所定値に達した直後に、その直前よりも前記半導体素子の制御電極の電流駆動力減少率の減少率を減少させることを特徴とする車両用交流発電機の電圧制御装置。

【請求項 5】

請求項 4 記載の車両用交流発電機の電圧制御装置において、

前記比較手段は、ゲート電極を有するトランジスタからなる前記半導体素子の導通時遷移期間にて前記信号電圧が所定値に達した直後に、その直前よりも前記半導体素子のゲート電極の充電電流を増加させ、

前記導通時遷移期間の前記充電電流の切り替えのための前記所定値は、前記遮断時遷移期間の前記放電電流の切り替えのための所定値よりも高く設定されることを特徴とする電圧制御装置。

【請求項 6】

発電した交流出力を整流する整流装置を有する車両用交流発電機の励磁コイルへの給電を断続する半導体素子と、

前記励磁コイルに並列に接続された還流素子と、

前記整流装置の出力電圧に相関を有する信号に応じて前記出力電圧を所定の調整電圧値に収束させるべく前記半導体素子のオン、オフを指令する発電電圧制御手段と、

前記の指令に基づいて前記半導体素子を制御する駆動手段と、

を備える車両用交流発電機の電圧制御装置において、

前記駆動手段は、ゲート電極を有してホロワ動作するトランジスタからなる前記半導体素子に出力電圧より高いゲート電圧を印加するチャージポンプ昇圧回路と、

前記半導体素子の遮断時遷移期間の初期から前記チャージポンプ回路を停止させる作動制限回路と、

を有することを特徴とする車両用交流発電機の電圧制御装置。

【請求項 7】

発電した交流出力を整流する整流装置を有する車両用交流発電機の励磁コイル

への給電を断続する半導体素子と、

前記励磁コイルに並列に接続された還流素子と、

前記整流装置の出力電圧に相関を有する信号に応じて前記出力電圧を所定の調整電圧値に収束させるべく前記半導体素子のオン、オフを指令する発電電圧制御手段と、

前記の指令に基づいて前記半導体素子を制御する駆動手段と、

を備える車両用交流発電機の電圧制御装置において、

前記整流装置は、

逆回復時間短縮型のダイオードにより構成され、

前記ツェナーダイオードの逆回復時の電流変化率の最大値（％）は、前記半導体素子の遮断時遷移期間又は導通時遷移期間の電流変化率の最大値（％）の 2 倍以下に設定されることを特徴とする車両用交流発電機の電圧制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、半導体素子を用いて発電機の励磁コイルの通電制御を行う車両用交流発電機の電圧制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】

特許 2 5 2 9 2 3 7 号公報や本出願人の出願になる特許 3 0 1 9 3 7 7 号公報は、励磁コイルへの給電制御用の半導体素子の遮断時に、制御電圧を（電流駆動力）を一定の変化率で変化させることにより、それをステップ変化させる場合に比較して半導体素子の電流減少率を緩慢化し、半導体素子とバッテリーとを接続する配線のインダクタンスに起因する電磁波ノイズを低減する技術（以下、ターンオフ緩慢化技術ともいう）を開示している。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】

しかしながら、上記した公報に開示されるターンオフ緩慢化技術は、電流減少率の低下により半導体素子の遮断時遷移期間（遮断時過渡期間）における内部損

失の大幅な増大を招くため、半導体素子のチップ面積増大及び冷却構造の新たな工夫を必要とするという問題を派生させる欠点があり、実用化が困難であった。

【 0 0 0 4 】

特に、励磁コイルの大インダクタンスに起因して遮断時遷移期間の初期に大発熱が生じるという問題があった。

【 0 0 0 5 】

本発明は従来技術の問題点に鑑みなされたものであり、励磁コイル給電電流断続用の半導体素子の発熱増大を抑止しつつノイズ低減を実現した電流車両用交流発電機の電圧制御装置を提供することを、その目的としている。

【 0 0 0 6 】

【課題を解決するための手段】

請求項 1 の車両用交流発電機の電圧制御装置は、発電した交流出力を整流する整流装置を有する車両用交流発電機の励磁コイルへの給電を断続する半導体素子と、前記励磁コイルに並列に接続された還流素子と、前記整流装置の出力電圧に相関を有する信号に応じて前記出力電圧を所定の調整電圧値に収束させるべく前記半導体素子のオン、オフを指令する発電電圧制御手段と、前記の指令に基づいて前記半導体素子を制御する駆動手段とを備える車両用交流発電機の電圧制御装置において、

前記駆動手段は、前記半導体素子の遮断時遷移期間中の初期期間の電流駆動力減少率を前記遮断時遷移期間のその後の残期間のそれよりも大きく設定することを特徴としている。

【 0 0 0 7 】

本構成によれば、遮断時遷移期間の最初に電流駆動力をステップ的に大きく減少させる通常のターンオフ動作に比較して、半導体素子の主電極間の電流変化率を小さくする（半導体素子のターンオン電流値からそれを 0 とするまでに要する時間を大きくする）ことにより、電流変化率 di/dt に比例するサージ電圧や電磁波ノイズを低減することができる。

【 0 0 0 8 】

また、遮断時遷移期間の最初から最後まで電流駆動力減少率（半導体素子の電

流減少率に略等しい) を一定に保持する上記した従来のターンオフ緩慢化技術に比較して、必要な遮断時遷移期間を短縮できるので発熱を減らすことができるとともに、この遮断時遷移期間に逆比例する電磁波ノイズの周波数成分を変更することができ、車載電子装置の抑止すべき電磁波ノイズの帯域成分に重ならないようにすることができる。

【 0 0 0 9 】

更に説明する。

【 0 0 1 0 】

半導体素子の電流を理想的なステップ形状にターンオン電流値から 0 に変化させる場合には、電流変化の微分値にバッテリー電源線の配線インダクタンスを掛けてバッテリー電源線のサージ電圧が決定される。このサージ電圧の大きさは周波数が増大するほど大きくなる。一方、このサージ電圧の各周波数成分に対して、このバッテリー電源線の周囲の空間の交流インピーダンス ($1 / j \omega c$) は、周波数が高いほど小さくなるので、結局、半導体素子のターンオフよりバッテリー電源線から外部に放射される電磁波ノイズの大きさは周波数の二乗に比例して大きくなり、半導体素子の電流を理想的なステップ波形でターンオフする場合に極めて大きくなることがわかる。ただし、遮断時遷移期間が極めて短期間であるので半導体素子のこの遮断時遷移期間における発熱が非常に小さくできる。

【 0 0 1 1 】

次に、ターンオフ緩慢化技術により、たとえば半導体素子の制御電極に印加する制御電圧で代表される半導体素子の電流駆動力を一定の減少率でターンオフする場合、遮断時遷移期間における電流変化率 $d i / d t$ の大きさが遮断時遷移期間の延長に反比例して小さくなるので、電磁波ノイズを格段に低減することができるが、遮断時遷移期間における半導体素子の発熱量はその分増大する。

【 0 0 1 2 】

これに対して、本構成によれば、上記両ターンオフ手法の中間的な特性を実現でき、それほど発熱を増加させることなく電磁波ノイズを低減することができる。

すなわち、遮断時遷移期間における半導体素子の電磁波ノイズをステップ変化の

場合に比較して格段に減少しつつ、上記ターンオフ緩慢化技術に比較して遮断時遷移期間の平均的な電流の大きさ削減及び遮断時遷移期間の短縮により低減することができる。

【 0 0 1 3 】

更に、本構成では、後述するように、遮断時遷移期間の初期において電流駆動力減少にもかかわらず、励磁コイルの蓄積時期エネルギーの影響により、電流がほとんど減らない一方、半導体素子の主電極間の電圧降下も非常に大きく、発熱が大きい状態が生じるのを、電磁波ノイズの増大を抑止しつつ良好に減少することができる。

【 0 0 1 4 】

請求項 2 記載の構成によれば請求項 1 記載の車両用交流発電機の電圧制御装置において更に、前記駆動手段は、前記半導体素子の制御電圧又は制御電流を、前記遮断時遷移期間の前記初期期間及び前記その後の残期間にそれぞれ略一定の変化率で変化させ、前記初期期間の前記変化率は、前記その後の残期間の前記変化率よりも大きく設定されることを特徴としている。

【 0 0 1 5 】

本構成によれば、請求項 1 記載の電流駆動力減少率の切り替えを簡素な回路構成で実現することができる。なお、ここでいう制御電圧又は制御電流とは半導体素子の制御電極の電位又は電流を言う。

【 0 0 1 6 】

請求項 3 記載の構成によれば請求項 2 記載の車両用交流発電機の電圧制御装置において更に、前記半導体素子は、フォロワ動作を行うことを特徴とする。ここでいうフォロワ動作とは、ソース電極又はエミッタ電極に励磁コイル及びフライホイールダイオードが接続される回路構成における動作を言うものとする。

【 0 0 1 7 】

このようにすれば次の効果を奏することができる。

【 0 0 1 8 】

すなわち、NチャンネルMOSFETを例として説明すれば、このソースホロワ回路では励磁コイルのインダクタンスが極めて大きいために、遮断時遷移期間

の初期に、半導体素子のゲート電極電圧が低下すると、
励磁コイルが磁気エネルギーを放出して励磁コイルの電流通電を持続させる動作が生じ、ソース電極電位が低下する。

【0019】

このソース電位の低下は、NチャンネルMOSFETのチャンネル電流は飽和域で、ゲート・ソース間電圧 V_{gs} の二乗に略比例するので、上記ソース電極の低下は半導体素子の電流の変化を抑止する。一方、このソース電極電位の低下は、NチャンネルMOSFETすなわち半導体素子の電圧効果の増大を招き、発熱を増大させる。

【0020】

つまり、遮断時遷移期間の初期には、ゲート電極電位低下による半導体素子の電流駆動能力低下にもかかわらず、半導体素子には磁気エネルギーの放出に伴う電流が電流変化を抑止するために半導体素子に流れ、半導体素子の電流変化が抑止されるわけである。このことは、遮断時遷移期間の初期には、チャンネル電流が大きく、かつ、半導体素子の電圧降下が大きく、したがって発熱が大きい状況が生じることを意味する。

【0021】

すなわち、この半導体素子のソース電極電位が高位電源電圧から低位電源電圧まで低下する遮断時遷移期間の最初の期間は、励磁コイルの磁気エネルギー放出に伴うので、実際のチャンネル電流の変化が小さい過程であり、上記のごとく電流の絶対量が大いいために発熱が大いにもかかわらず電流減少率が小さいために電磁ノイズが小さい過程であるので、ゲート電極電圧すなわち制御電圧をできるだけ急速に低下させて次の電流減少過程に移行させることが好ましい。

【0022】

急速に移行させたとしても、この初期期間の電流変化は上述のように小さいので、ソースホロワNチャンネルMOSFETのゲート電極電位を急激に低下させても電磁波ノイズはそれほど増大しない。

【0023】

次に、半導体素子のソース電極電位が低位電源電位（接地電位）より -0.7

V程度にまで低下すると、フライホイールダイオードからNチャンネルMOSFET（半導体素子）のソース電極に環流電流が供給され、この環流電流の分及び磁気エネルギーの消耗分だけNチャンネルMOSFETのチャンネル電流低下が制御電圧の低下に追従して始まり、このチャンネル電流の減少が電磁波ノイズを生じさせる。したがって、この段階に到れば制御電圧の減少率すなわちNチャンネルMOSFETの電流駆動能力の減少率を規制して電磁波ノイズを低減することが好ましい。これにより、電磁波ノイズの増加を抑止しつつ発熱を低減することが実現する。上記説明は、ソースホロワ動作について説明したが、エミッタホロワ動作でも本質的に同じである。

【 0 0 2 4 】

また、ソース接地動作でも類似の現象が生じる。

【 0 0 2 5 】

すなわち、ドレイン電極又はコレクタ電極を励磁コイル及びフライホイールダイオードに接続する回路構成において、ゲート電極電位を低下させてトランジスタの電流駆動能力を低下すると、励磁コイルは電流状態を維持しようとして磁気エネルギーを電流の形で放出し、これによりドレイン電極電位は急速に高くなる。

【 0 0 2 6 】

このドレイン電極の増大は、チャンネル電流が大きい状態での半導体素子の主電極間の電圧降下の大幅増加を意味するので、半導体素子の発熱すなわちチャンネル電流・電圧降下を大幅に増大する。また、ドレイン電極電位の増大は、チャンネル領域内のドレイン空乏層の拡大によりチャンネル電流を増大させる。

【 0 0 2 7 】

結局、ソース接地回路構成でも、電流変化が小さくなる遮断時遷移期間の初期期間には、制御電圧（ゲート電極電圧）すなわち電流駆動能力を急速に低下させて早くこの大発熱状態を終了させる必要がある。

【 0 0 2 8 】

次に、ドレイン電極電位が高位電源電位を約0.7V以上超えると、フライホイールダイオードに環流電流が流れ、ドレイン電極のそれ以上の上昇を阻止し、

同時に環流電流分及び磁気エネルギーの減衰分だけ、半導体素子のチャンネル電流が減少し、この電流減少率に応じた電磁波ノイズが生じるので、電流駆動力減少率を小さくして電磁波ノイズを規制する。

【 0 0 2 9 】

請求項 4 記載の構成によれば請求項 1 乃至 3 のいずれか記載の車両用交流発電機の電圧制御装置において更に、前記半導体素子の主電極間の電圧降下に相関を有する信号電圧と所定値とを比較する比較手段を有し、前記駆動手段は、前記遮断時遷移期間にて前記信号電圧が前記所定値に達した直後に、その直前よりも前記半導体素子の制御電極の電流駆動力減少率の減少率を減少させることを特徴とする。

【 0 0 3 0 】

このようにすれば、電流減少率を大きくするべき上記した遮断時遷移期間の初期期間と、電流減少率を小さくするべき上記した遮断時遷移期間の残期間とを確実に判定することができる。

【 0 0 3 1 】

前記信号電圧としては、前記半導体素子と前記励磁コイルとの接続点の電圧、前記半導体素子の主電極間の電圧降下、前記励磁コイルの電圧降下、前記半導体素子の主電極間の電流、前記還流素子の電流及び前記励磁コイルの電流のいずれかからなることを特徴とする。特に、ソースホロワ又はエミッタホロワ回路においては、環流電流の検出は、ただちに半導体素子の電流減少の低下開始を意味するので、特に信号電圧として好適である。

【 0 0 3 2 】

請求項 5 記載の構成によれば請求項 4 記載の車両用交流発電機の電圧制御装置において更に、前記比較手段は、ゲート電極を有するトランジスタからなる前記半導体素子の導通時遷移期間にて前記信号電圧が前記所定値に達した直後に、その直前よりも前記半導体素子のゲート電極の充電電流を増加させ、前記導通時遷移期間の前記充電電流の切り替えのための前記所定値は、前記遮断時遷移期間の前記放電電流の切り替えのための所定値よりも高く設定されることを特徴としている。

【 0 0 3 3 】

これにより、信号電圧の検出遅れが発生した場合でも、半導体素子に入力される制御電圧が急速に低下して完全に半導体素子をオフ状態にしてしまうことがないので、通電電流の変化速度を確実に緩やかに減少させることができるので、スパイク電圧、ラジオノイズを確実に低減することができる。

【 0 0 3 4 】

請求項 6 記載の車両用交流発電機の電圧制御装置は、発電した交流出力を整流する整流装置を有する車両用交流発電機の励磁コイルへの給電を断続する半導体素子と、前記励磁コイルに並列に接続された還流素子と、前記整流装置の出力電圧に相関を有する信号に応じて前記出力電圧を所定の調整電圧値に収束させるべく前記半導体素子のオン、オフを指令する発電電圧制御手段と、前記の指令に基づいて前記半導体素子を制御する駆動手段とを備える車両用交流発電機の電圧制御装置において、

前記駆動手段は、ゲート電極を有してホロワ動作するトランジスタからなる前記半導体素子に出力電圧より高いゲート電圧を印加するチャージポンプ昇圧回路と、前記半導体素子の遮断時遷移期間の初期から前記チャージポンプ回路を停止させる作動制限回路とを有することを特徴とする。

【 0 0 3 5 】

本構成によれば、機能を低下することなく、不必要な場合にチャージポンプ回路の駆動電力及びそれに伴うノイズを減少するので、更に交流発電機のノイズを低減できる。なお、チャージポンプ昇圧回路は、遮断時遷移期間中、及びその後の遮断状態維持期間に停止することができ、更に、半導体素子が十分オンし主電極間電圧が低い時においても停止することができ、同様の作用効果を奏することができる。

【 0 0 3 6 】

又、チャージポンプ回路にて半導体素子のゲート電極に必要以上の電荷を蓄積することが無いので、遮断時遷移期間の初期に急速放電させる電荷量が少なく済み、より初期期間を短くすることで発熱がより抑えられる。

【 0 0 3 7 】

請求項 7 記載の車両用交流発電機の電圧制御装置は、発電した交流出力を整流する整流装置を有する車両用交流発電機の励磁コイルへの給電を断続する半導体素子と、前記励磁コイルに並列に接続された還流素子と、前記整流装置の出力電圧に相関を有する信号に応じて前記出力電圧を所定の調整電圧値に収束させるべく前記半導体素子のオン、オフを指令する発電電圧制御手段と、前記の指令に基づいて前記半導体素子を制御する駆動手段とを備える車両用交流発電機の電圧制御装置において、

前記整流装置は、逆回復時間短縮型のダイオードにより構成され、前記ツェナーダイオードの逆回復時の電流変化率の最大値（％）は、前記半導体素子の遮断時遷移期間又は導通時遷移期間の電流変化率の最大値（％）の 2 倍以下に設定されることを特徴とする。

【 0 0 3 8 】

本構成によれば、半導体素子がオンからオフ及び、オフからオンに状態に変化する際に、還流素子に還流電流が流れる間、すなわち整流装置により、交流出力電圧をダイオードで整流する際、ダイオードのバイアスが順方向から逆バイアスに切り替わる際にダイオードに流れるリカバリ電流を抑制できるので、充電線に発生するスパイクノイズを低減でき、ラジオノイズを抑制することができる、

更に、半導体素子のスイッチング時の通電電流の時間変化率を、整流器のダイオードのリカバリ電流の時間変化率の 2 倍以下にするので、スイッチングによる充電線に発生するスパイクノイズレベルは、ダイオードの転流ノイズレベルに抑制できるので、交流発電機として、確実にスパイク電圧、ラジオノイズを確実に低減できる。

【 0 0 3 9 】

又、逆回復時間短縮型のダイオードはそのブレークダウン電圧がより低くなる特徴があり、相対的に還流素子のブレークダウン電圧も低く設定できるので還流素子のリカバリ電圧も合せて低減できる為、ノイズ低減により効果を奏する。

【 0 0 4 0 】

【発明の実施の形態】

本発明の好適な態様を以下の実施例により説明する。

【 0 0 4 1 】

【実施例 1】

この実施例の車両用交流発電機の電圧制御装置を、図 1 ～図 3 を参照して説明する。図 1 は車両用交流発電機の電圧制御装置の回路図を示す。

(全体構成)

車載の電気負荷 1 はバッテリー 2 により給電され、バッテリー 2 は、エンジン（図示しない）によって駆動される発電機 3 によって充電される。

【 0 0 4 2 】

発電機 3 は、通電されて磁界を形成する励磁コイル 4 と、鎖交する励磁コイル 4 の発生磁界の時間変化によって起電力を発生する電機子コイル 5 とを有し、励磁コイル 4 又は電機子コイル 5 が図示しないエンジンにより回転駆動される。電機子コイル 5 の交流出力は整流回路 6 によって直流出力に変換された後、電気負荷 1 やバッテリー 2 へ出力される。

【 0 0 4 3 】

発電機 3 の発電量つまり電機子コイル 5 の発電量は、発電機 3 の駆動速度と励磁コイル 4 の通電状態とによって決定され、励磁コイル 4 の通電状態は、制御回路 7 によって制御される。

【 0 0 4 4 】

(制御回路 7 の構成)

制御回路 7 は、励磁コイル 4 への励磁電流を断続するための半導体素子 8、フライホイールダイオード 9、バッテリー状態判定回路 10、半導体素子 8 の端子間電圧判定回路 50、チャージポンプ回路 11、ゲート放電回路 12、及び、前置トランジスタ 32 を有している。

【 0 0 4 5 】

半導体素子 8 は、Nチャンネル MOSFET からなり、フライホイールダイオード 9 が励磁コイル 4 と逆並列接続されている。半導体素子 8 のゲート電極は、前置トランジスタ 32 により放電され、チャージポンプ回路 11 により充電されて制御される。前置トランジスタ 32 は、ゲート放電回路 12 により制御され、

ゲート放電回路 1 2 及びチャージポンプ回路 1 1 は、端子間電圧判定回路 5 0 及びバッテリー状態判定回路 1 0 により制御される。

【 0 0 4 6 】

バッテリー状態判定回路 1 0 は、バッテリー 2 の電圧に基づいて発電機 3 の発電量を増大させるか減少させるか、すなわち、半導体素子 8 をオンするがオフするかを決定する回路であり、定電圧回路 1 3、コンパレータ 1 4、直列に接続されてバッテリー電圧を分圧する抵抗器 1 5、1 6 からなる。バッテリー状態判定回路 1 0 は、バッテリー電圧の分圧と、定電圧回路 1 3 から出力される調整電圧とをコンパレータ 1 4 で比較し、バッテリー電圧が調整電圧よりも高いとき、コンパレータ 1 4 は半導体素子 8 をオフするべく H i の信号を出力する。逆に、バッテリー電圧が調整電圧よりも低いとき、コンパレータ 1 4 は半導体素子 8 がオンするべく L o の信号を出力する。

【 0 0 4 7 】

端子間電圧判定回路 5 0 は、半導体素子 8 のドレインソース間電圧の状態を判定するために半導体素子 8 と励磁コイル 4 の接続端子 4 0 0 の電圧を検出し、その判定結果に基づき半導体素子 8 のゲート電極の充放電電流値を切り換えるための切り換え信号を出力する回路である。端子間電圧判定回路 5 0 は、端子 4 0 0 の電圧の分圧値と、定電圧回路 1 3 が出力する調整電圧とをコンパレータ 5 1 で比較し、端子 4 0 0 の電圧の分圧が切り替え基準電圧よりも高いとき、コンパレータ 5 1 は H i の信号を出力し、端子 4 0 0 の電圧の分圧が切り替え基準電圧よりも低いとき、コンパレータ 5 1 は L o の信号を出力する。この端子 4 0 0 の電圧の分圧は、抵抗器 5 2 ~ 5 4 トランジスタ 5 5、ベース電流制限抵抗 5 6 及びインバータ 5 7 からなる分圧比切り換え型の抵抗分圧回路から出力される。

【 0 0 4 8 】

この分圧比切り換え型の抵抗分圧回路の動作を説明すると、トランジスタ 5 5 がオンすると抵抗器 5 3 に抵抗器 5 4 が並列接続されて分圧比が変更される。すなわち、トランジスタ 5 5 は端子 4 0 0 の電圧が基準電圧よりも低い場合にコンパレータ 5 1 出力を反転したインバータ 5 7 から H i を入力されてオンし、端子 4 0 0 の電圧が基準電圧よりも高い場合にコンパレータ 5 1 出力を反転したイン

バータ 5 7 から L o を入力されてオフする。このため、分圧比は、トランジスタ 5 5 のオンにより大きくなり、オフにより小さくなる。

したがって、端子間電圧判定回路 5 0 が出力する切り替え電圧は、バッテリー電圧が調整電圧よりも低く半導体素子 8 がオンし、端子 4 0 0 の電圧が高い状態のときに較べてバッテリー電圧が調整電圧よりも高く半導体素子 8 がオフし、端子 4 0 0 の電圧が低いときの方が、励磁コイル 4 の接続端子 4 0 0 の電圧のより小さい電圧領域にて H i となるように設定されている。

【 0 0 4 9 】

チャージポンプ回路 1 1 は、バッテリー状態判定回路 1 0 の出力と、端子間電圧判定回路 5 0 の出力に応じて半導体素子 8 のゲート電圧を制御する回路であり、定電流供給部 1 8 とポンプ部 1 9 とからなる。定電流供給部 1 8 は、カレントミラー回路を構成するトランジスタ 2 0、2 1、2 2 を備える。このカレントミラー回路は、トランジスタ 2 3 によって制御される。

【 0 0 5 0 】

トランジスタ 2 3 は、さらにトランジスタ 2 4、トランジスタ 2 4 1、によって制御される。トランジスタ 2 4 は、バッテリー状態判定回路 1 0 のコンパレータ 1 4 の出力をインバータ 2 5 で反転した信号によって O N - O F F 制御される。トランジスタ 2 4 1 は、上記インバータ 2 5 で反転した信号と端子間電圧判定回路 5 0 の出力とを入力とするアンド回路 2 4 3 によって O N - O F F 制御される。

【 0 0 5 1 】

すなわち、バッテリー状態判定回路 1 0 のコンパレータ 1 4 の出力が L o で、かつ、端子間電圧判定回路 5 0 のコンパレータ 5 1 の出力が H i のときに、トランジスタ 2 4 1 はオンする。トランジスタ 2 4 及びトランジスタ 2 4 1 は、それぞれ直列に接続された定電流回路 2 6 及び定電流回路 2 6 1 を通じてトランジスタ 2 2 のコレクタ電極から電流を引き出しており、その結果、カレントミラー回路がダイオード 3 0、3 1 を通じて半導体素子 8 に給電する充電電流の大きさは回路 1 0、5 0 の出力状態によって制御されることになる。

【 0 0 5 2 】

19は電流ポンプ部19であり、定周期パルス電圧を出力する発振回路27、発振回路27によってON-OFFされるトランジスタ28、及びトランジスタ28のON-OFFによって半導体素子8のゲート電極に供給する電荷を蓄電するコンデンサ29からなる。ダイオード30、31は電流の逆流を防ぐための素子である。

【0053】

(動作)

半導体素子8のターンオン時の動作について説明する。

【0054】

半導体素子8がオフし、励磁コイル4を還流する励磁電流が減少すると、バッテリー電圧が低下する。このとき、バッテリー電圧が調整電圧よりも低くなると、バッテリー状態判定回路10のコンパレータ14がLoを出力する。すると、インバータ25で反転したHi信号によってトランジスタ24がオンし、定電流回路26にて決定されるゲート充電電流がダイオード30、31を介して半導体素子8のゲート電極に供給される。このゲート充電電流はゲート容量を徐々に充電してゲート電圧が増加する。ゲート電圧が半導体素子8の閾値を超えた時点から、半導体素子8のドレイン電流が増加する。

【0055】

ゲート電圧は徐々に増加するので、ドレイン電流の時間変化は緩やか（電流のドレイン電流の時間変化 di/dt が小さい）なものとなり、スパイク電圧及びラジオノイズの抑制に寄与する。

【0056】

ゲート電圧が更に増加すると、半導体素子8のドレイン-ソース間電圧が減少し、端子400の電圧が上昇し始める。やがて、端子400の電圧の分圧が切り替え電圧（調整電圧）より高くなると、端子間電圧判定回路50のコンパレータ51がHiを出力し、アンド回路243がトランジスタ241をオンし、カレントミラー回路の定電流値は定電流回路26及び261の合成値となり、半導体素子8のゲートに供給されるゲート充電電流を増加する。その結果、半導体素子8のゲート電圧は速やかに上昇し、半導体素子のドレイン-ソース電圧は急速に低

減する。

【 0 0 5 7 】

この状態では、ドレイン電流が大きく、ドレインソース電圧が高いため、発熱が大きくなる（能動領域にて使用される）領域であるが、ゲート電圧が速やかに上昇するため変化時間が短く、発熱量（電圧×電流×時間）を抑制できる。このように、ゲート充電電流を切り替える場合、好ましくは充電電流比として20倍程度差をつけると良い。

【 0 0 5 8 】

更に、端子400の電圧がバッテリー電圧近くになると、ポンプ部19のコンデンサ29の容量C、発振回路27の発振周期f、及びコンデンサ29の印加電圧Vcにてきまるチャージポンプ電流（ $C \times V_c \times f$ ）にてゲートを充電する。

【 0 0 5 9 】

次に、ゲート放電回路12について説明する。

【 0 0 6 0 】

バッテリー電圧が調整電圧よりも高いとき、バッテリー状態判定回路10のコンパレータ14はインバータ25にHiを入力し、回路11による上記した半導体素子8のゲート電極充電動作が停止する。

【 0 0 6 1 】

コンパレータ14のHi出力はインバータ43で反転されてトランジスタ35をオフする。これにより、定電流回路37の電流が、カレントミラー回路を構成するトランジスタ32、33のベース電極に入力され、トランジスタ32は定電流回路37の電流値に等しい放電電流にて、半導体素子8のゲート電極を放電し、半導体素子がオフする。

【 0 0 6 2 】

このオフ動作過渡期間（遮断時遷移期間）の最初は、半導体素子8のドレインソース間電圧は低いので、接続端子400の電圧が高く、端子間電圧判定回路50のコンパレータ51はHiの信号を出力する。このため、バッテリー状態判定回路10のコンパレータ14よりHi信号、及び端子間電圧判定回路50のコンパレータ51より、回路12のナンド回路44にHi信号がそれぞれ入力され、ナ

ンド回路 4 4 はトランジスタ 3 4 をオフする。従って、定電流回路 3 6 の電流がダイオード 3 8 を介し、定電流回路 3 7 の電流とともに、カレントミラー回路を構成するトランジスタ 3 2、3 3 のベースに入力され、トランジスタ 3 2 は、定電流回路 3 7、3 6 の合成電流値で決まる放電電流にて、半導体素子 8 のゲート電極を急速放電する。その結果、半導体素子 8 のゲート電圧は速やかに低下することとなり、半導体素子 8 のドレインソース電圧は急速に増加する。このプロセスは発熱が大きくなる領域であるが、ゲート電圧が速やかに低下するため変化時間が短く、発熱量を抑制できる。

【 0 0 6 3 】

更に、半導体素子 8 のドレインソース電圧が増加すると、端子 4 0 0 の電圧が低下し始め、やがて端子 4 0 0 の電圧が切り替え電圧より低くなると、端子間電圧判定回路 5 0 のコンパレータ 5 1 が L o を出力し、ナンド回路 4 4 がトランジスタ 3 4 をオンし、定電流回路 3 6 の電流がトランジスタ 3 4 に流れることになり、カレントミラー回路を構成するトランジスタ 3 2、3 3 のベース電極には定電流回路 3 7 の電流のみが流れることになる。この結果、半導体素子 8 のゲート電極の電荷を放電する放電電流が減少し、ゲート電圧は緩やかに低下し、半導体素子 8 のドレイン電流が緩やかに減少する。このプロセスでは、ドレイン電流の時間変化 di/dt が小さくなり、スパイク電圧及びラジオノイズの抑制に寄与する。このように、ゲート放電電流を切り替える場合、好ましくは充電電流比として 2 0 倍程度差をつけると良い。

【 0 0 6 4 】

なお、この実施例では、このターンオフ時に放電電流を切り替える端子 4 0 0 の電圧の閾値をターンオン時に較べ高くして（端子間電圧判定回路 5 0 のコンパレータ 5 1 にヒステリシスとして設けて）、このターンオフ時にコンパレータ 5 1 の動作を早め、半導体素子 8 が放電電流（定電流回路 3 6 + 3 7）の大きい段階で遮断されることを防止している。好ましくは、このヒステリシスとして端子 4 0 0 の電圧にて 1 V 程度差をつけるとより安定な動作が得られる。

【 0 0 6 5 】

以上説明したように、半導体素子 8 のターンオン時及びターンオフ時において

、半導体素子 8 を流れる電流の時間変化を抑制することでノイズを抑制するとともに、電流変化が小さい段階で半導体素子 8 の端子間電圧を速やかに増減するので、スイッチング損失を低減できる。

【 0 0 6 6 】

【実施例 2】

本発明の他の実施例を図 4 を参照して説明する。

【 0 0 6 7 】

実施例 1 では、半導体素子の通電状態を判断するのに端子間電圧判定回路 5 0 により励磁コイル 4 の接続端子 4 0 0 の電圧を判定する。この実施例では、半導体素子 8 を流れる電流を検出してその電流の大小により半導体素子 8 のゲートの充放電電流を制御することを特徴している。

【 0 0 6 8 】

この通電電流検出回路の動作について説明する。

【 0 0 6 9 】

半導体素子 8 0 0 は、半導体素子 8 とミラー回路を構成するトランジスタであり、半導体素子 8 に流れる電流に略比例する電流を通電する。これにより、半導体素子 8 がオンすると半導体素子 8 の通電電流に略比例する電流が検出抵抗 8 0 1 に流れ、通電電流に対応する電圧降下が検出抵抗 8 0 1 の両端に発生する、この電圧降下をコンパレータ 8 0 2 により基準電圧 V_{r1} と比較し、通電電流の大小により半導体素子 8 のターンオン時及びターンオフ時の電流の時間変化を抑制することができる。

【 0 0 7 0 】

ここで、半導体素子 8 0 0 として MOSFET を用いると、ミラー回路を構成して、トランジスタ 8 に流れる電流を検出するのにミラー比を比較的精度良く設定できるので好都合である。

【 0 0 7 1 】

【実施例 3】

本発明の他の実施例を図 5 を参照して説明する。

【 0 0 7 2 】

本発明は、実施例 2 と同様、端子間電圧判定回路 5 0 の代わりに、半導体素子 8 がオフ時に励磁コイル 4 を流れる電流を環流させる還流素子に流れる電流を検出しその電流の大小により半導体素子 8 のゲートの充放電電流を制御するものである。

【 0 0 7 3 】

この環流電流検出回路の動作について説明する。

【 0 0 7 4 】

検出抵抗 9 0 0 は還流素子 9 を流れる環流電流を検出するもので、環流電流に対応した電圧降下が検出抵抗 9 0 0 の両端に発生する。この電圧降下をコンパレータ 9 0 1 により、基準電圧 V_{r2} と比較して、半導体素子 8 のターンオン時及びターンオフ時電流の時間変化を抑制することができる。ここで、環流素子 9 を半導体素子 8 と同一の MOSFET で構成し、そのオン／オフを半導体素子 8 と相補動作させて制御し、電流の検出による、ミラー回路を構成してもよい。

【 0 0 7 5 】

更に説明すると、半導体素子 8 のターンオンにおいては、環流素子 9 を流れる環流電流分は減少し、半導体素子 8 を流れる電流は増加する。従って、環流電流が流れ、環流電流検出回路にて環流中であることが判定される間は、半導体素子 8 の充電電流を抑制することにより半導体素子 8 を流れる電流の時間変化を抑制することができる。

【 0 0 7 6 】

また、ターンオフにおいては、半導体素子 8 を流れる電流は減少し、環流素子 9 を流れる環流電流分は増加するので、環流中は半導体素子 8 の放電電流を抑制することによりノイズを抑制できる。

【 0 0 7 7 】

環流電流を検出するこの実施例では、半導体素子 8 のオン・オフに伴う過度状態において、電流変化する状態を確実に検出でき、精度が良い。

【 0 0 7 8 】

【実施例 4】

本発明の他の実施例を図 6 を参照して説明する。

【 0 0 7 9 】

本発明は、実施例 1 において、半導体素子 8 のオン時における両端電圧が十分低くなると、チャージポンプ回路の発振を止めることにより、チャージポンプ電流による電流脈動を低減するものである。

【 0 0 8 0 】

このチャージポンプの作動制限回路の動作について説明する。

【 0 0 8 1 】

抵抗分圧回路を構成する抵抗 6 2、6 3 は半導体素子 8 と励磁コイル 4 との接続点の電圧を分圧し、コンパレータ 6 1 の負入力端に入力する。抵抗分圧回路を構成する抵抗 6 4、6 5 は半導体素子 8 とバッテリー 2 との接続端電圧を分圧し、コンパレータ 6 1 の正入力端に入力する。コンパレータ 6 1 は両入力電圧の比較により、半導体素子 8 の両端電圧の状態を判定する。インバータ 2 5 が H i 電圧がナンド回路 6 6 に入力される場合において、半導体素子 8 のゲートソース間電圧がまだ十分に増大していない間は、半導体素子 8 の両端電圧が大きいので、コンパレータ 6 1 は H i 出力をナンド回路 6 6 に入力する。このとき、ナンド回路 6 6 からトランジスタ 6 7 へは L o が入力されるためトランジスタ 6 7 はオフし、発振回路 2 7 の出力はトランジスタ 2 8 に入力されるのでチャージポンプ動作により、半導体素子 8 のゲート電圧は昇圧される。

【 0 0 8 2 】

半導体素子 8 のゲート電圧が十分に増大すると、半導体素子 8 のオン電圧（電圧降下）が低くなり、コンパレータ 6 1 の出力が反転し、ナンド回路 6 6 に L o を入力し、ナンド 6 6 回路はトランジスタ 6 7 に H i を入力し、トランジスタ 6 7 がオンし、発信器 2 7 の信号がトランジスタ 2 8 のベースに入力されず、チャージポンプ作動は停止する。インバータ 2 5 の出力が L o となり、半導体素子 8 がオフとなるときも同様である。

【 0 0 8 3 】

【実施例 5】

本発明の他の実施例を図 7 を参照して説明する。

【 0 0 8 4 】

本発明は、整流器 6 を接合ダイオードからリカバリ電流が小さいツェナーダイオードに変更することにより、リカバリ電流の時間変化率の大きさに対して、半導体素子 8 のターンオン、ターンオフ時の通電電流の時間変化率の大きさを 2 倍以下に設定したもので、半導体素子 8 のスイッチングの影響を整流器 6 の転流ノイズレベル（約 3 d B 程度の差、図 8 参照）まで低減したものである。本発明によれば、必要以上に半導体素子 8 のスイッチング過渡期間におけるターンオン、オフを抑制することがなく、スイッチング動作をより安定化することができる。

【 0 0 8 5 】

（変形態様）

上記実施例では、半導体素子 8 をハイサイド素子として用いる回路構成を例に説明したが、ローサイド素子構成の場合も同様の効果を発揮することは言うまでもない。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 実施例 1 の車両用交流発電機の電圧制御装置の回路図である。

【図 2】 実施例 1 における半導体素子 8 のスイッチング特性を示す特性図である。

【図 3】 実施例 1 における半導体素子 8 のスイッチング特性を示すタイミングチャートであり、（a）はターンオン時のタイミングチャート、（b）はターンオフ時のタイミングチャートである。

【図 4】 実施例 2 の車両用交流発電機の電圧制御装置の回路図である。

【図 5】 実施例 3 の車両用交流発電機の電圧制御装置の回路図である。

【図 6】 実施例 4 の車両用交流発電機の電圧制御装置の回路図である。

【図 7】 （a）は実施例 5 の車両用交流発電機の電圧制御装置に用いたツェナーダイオードの電流変化を示すタイミングチャート、（b）は環流素子としてツェナーダイオードを用いた場合のターンオン時の半導体素子 8 のドレイン電流変化を示すタイミングチャート、（c）は環流素子としてツェナーダイオードを用いた場合のターンオフ時の半導体素子 8 のドレイン電流変化を示すタイミングチャートである。

【図 8】 図 7 で用いたツェナーダイオードのターンオン時の電流変化率／ター

ンオフ時の電流変化率の比と、ノイズとの関係を示す特性図である。

【符号の説明】

3 ……発電機

4 ……励磁コイル

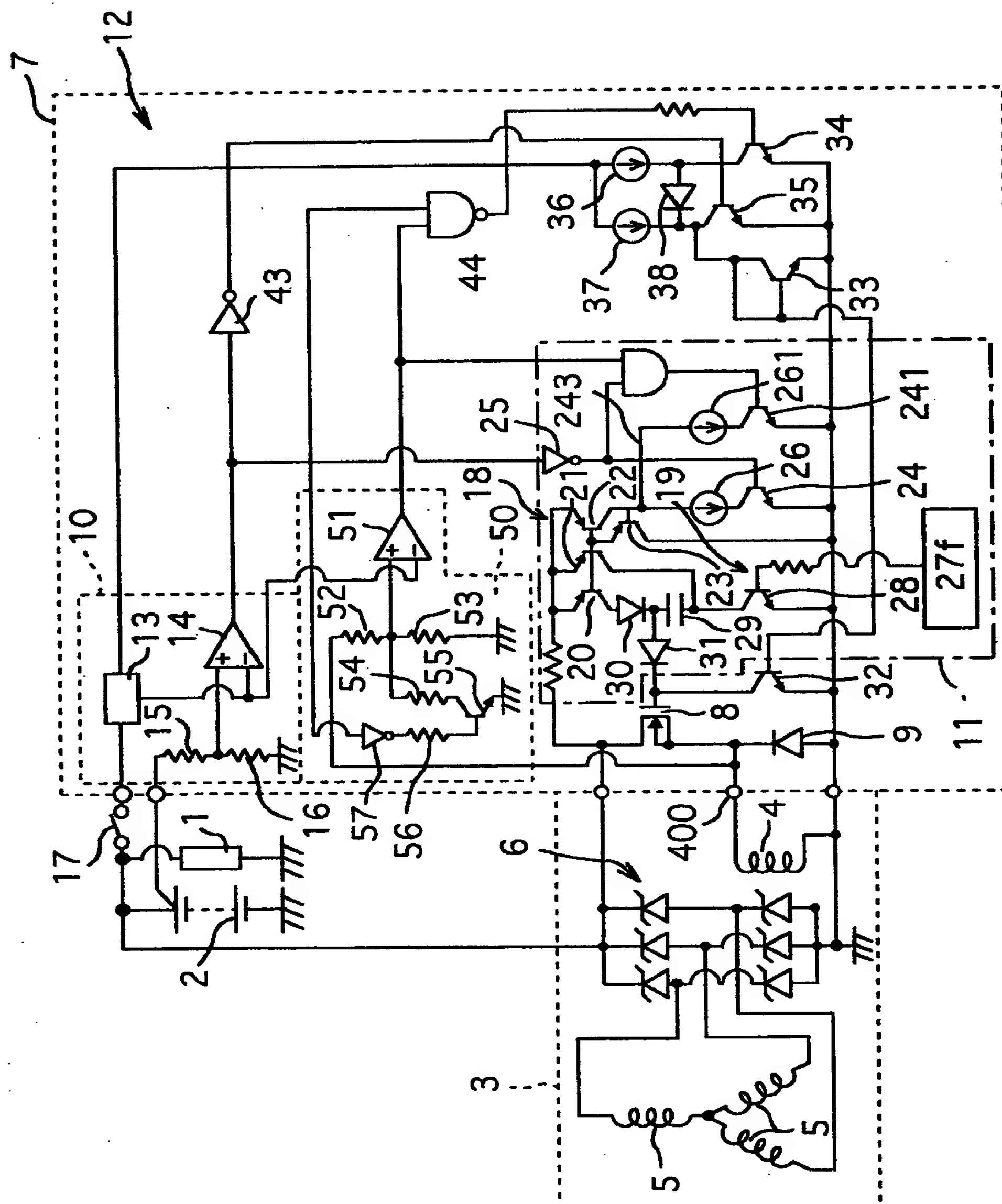
5 ……電機子コイル

7 ……制御回路

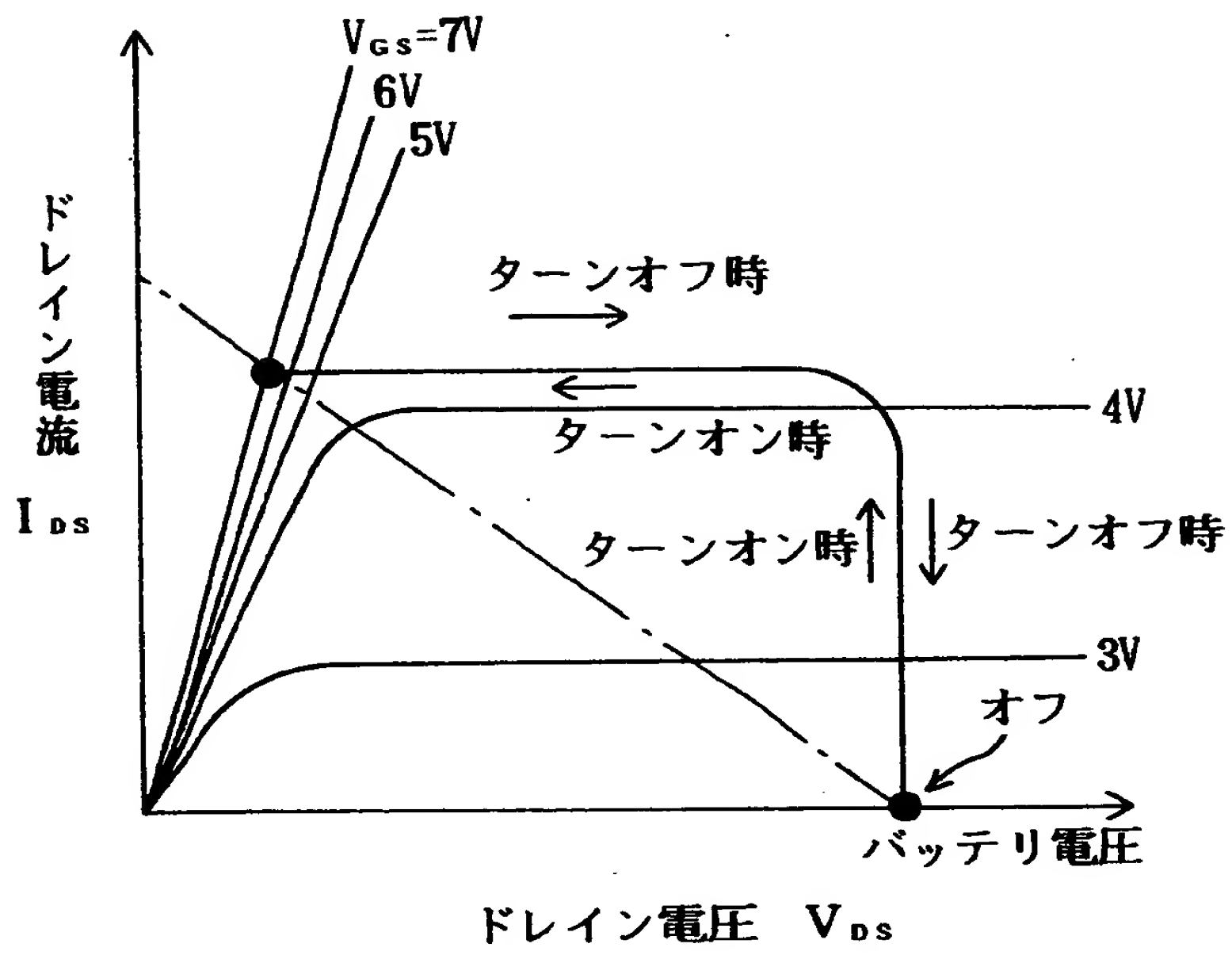
8 ……半導体素子

【書類名】 図面

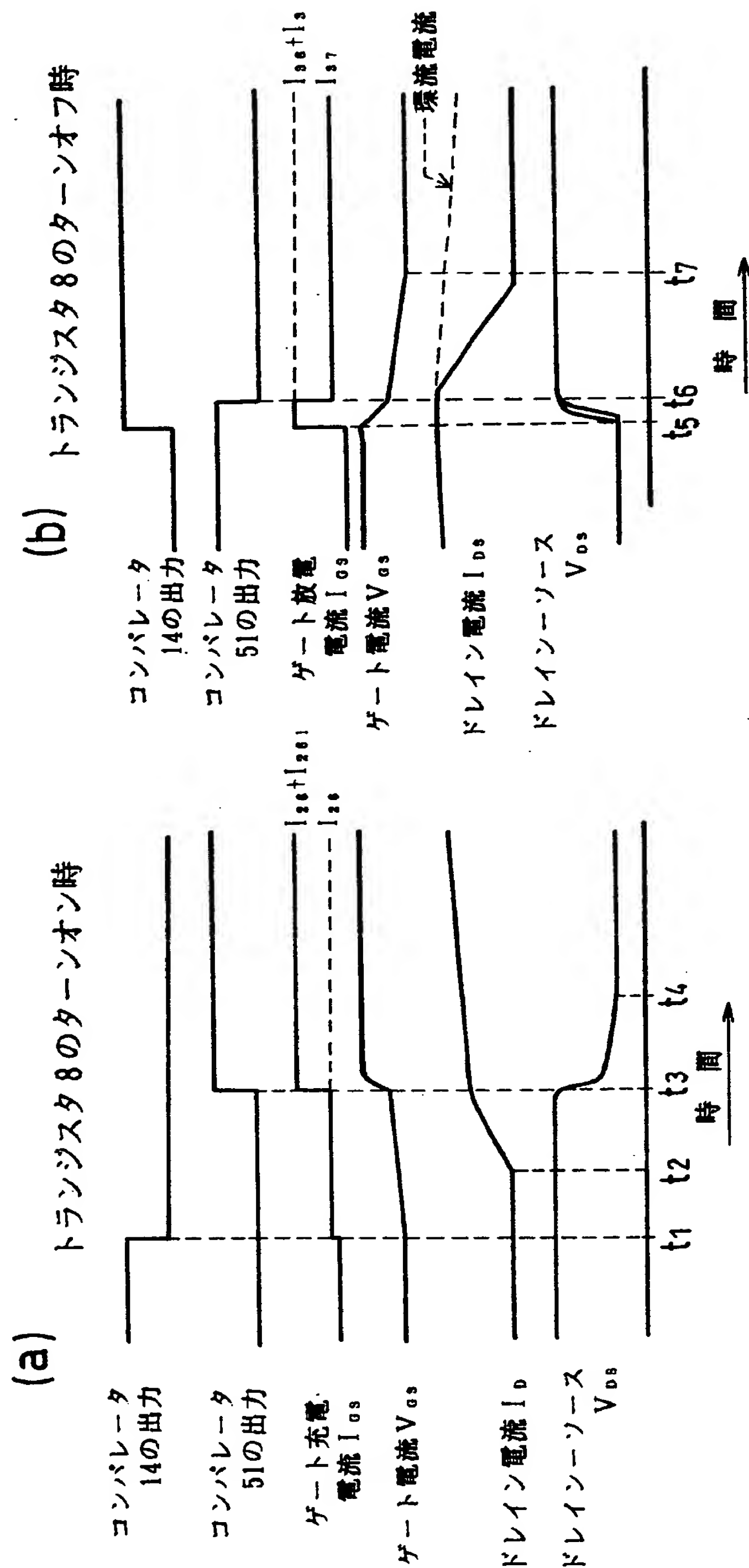
【図 1】



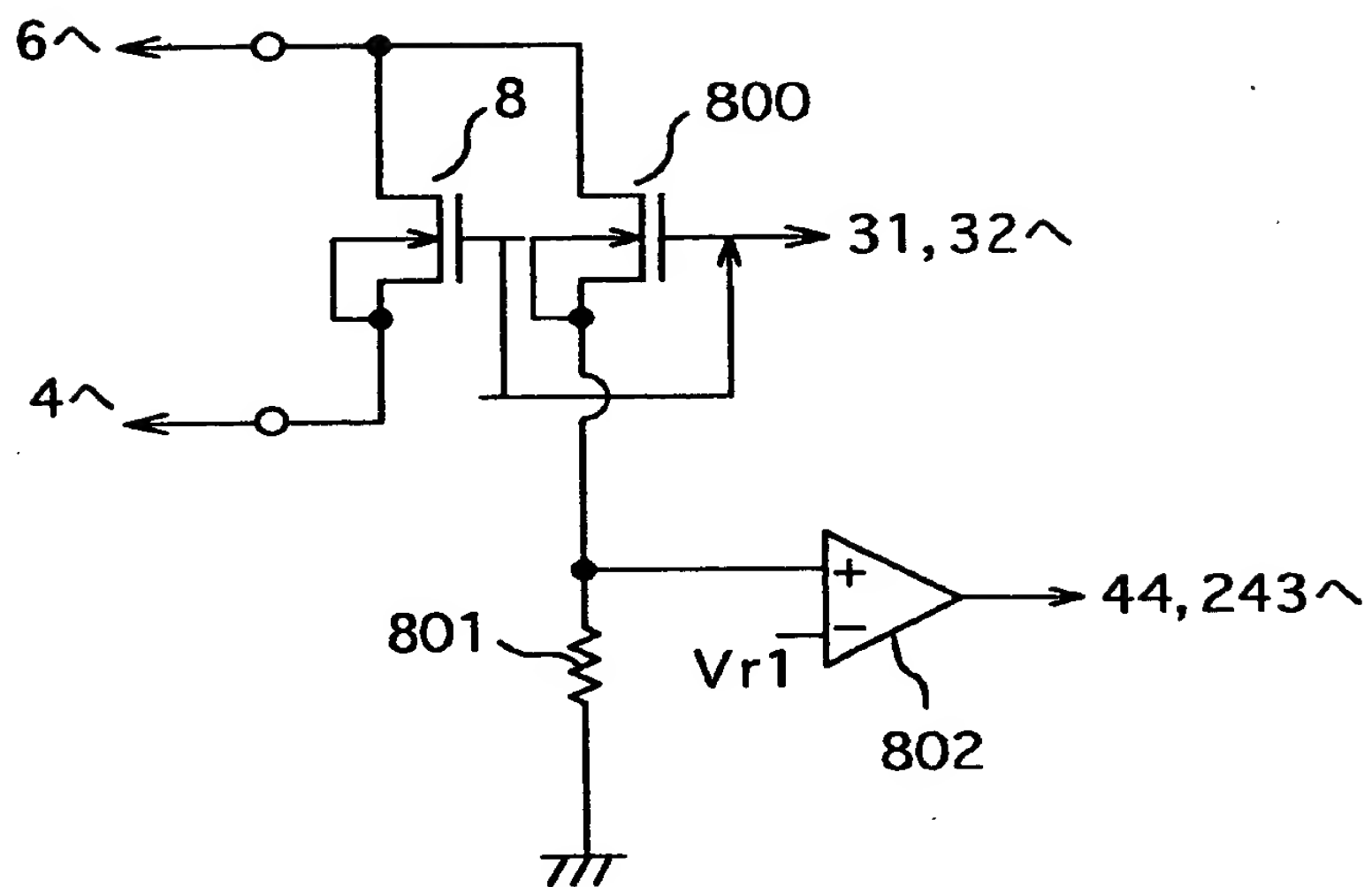
【図2】



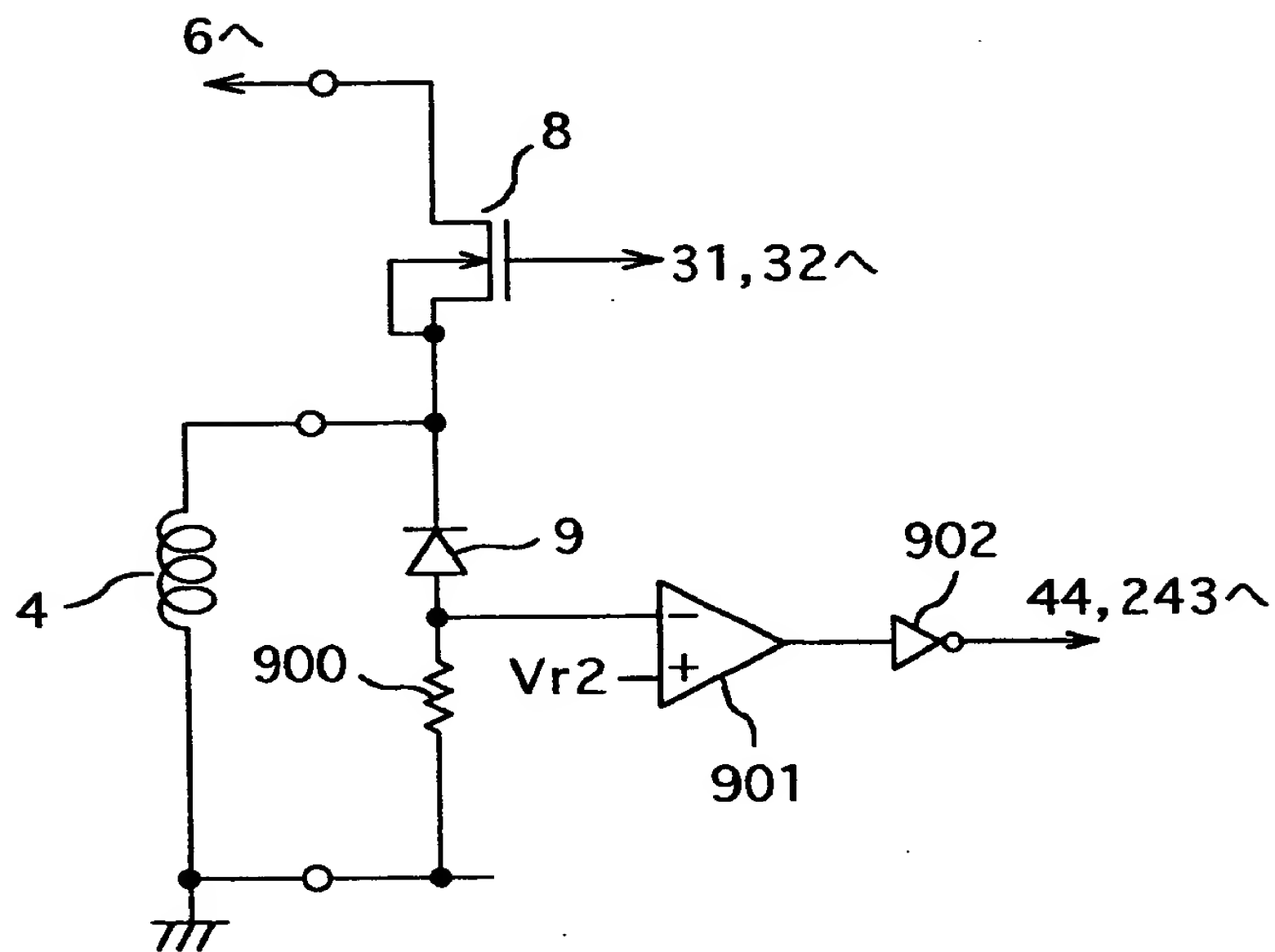
【図 3】



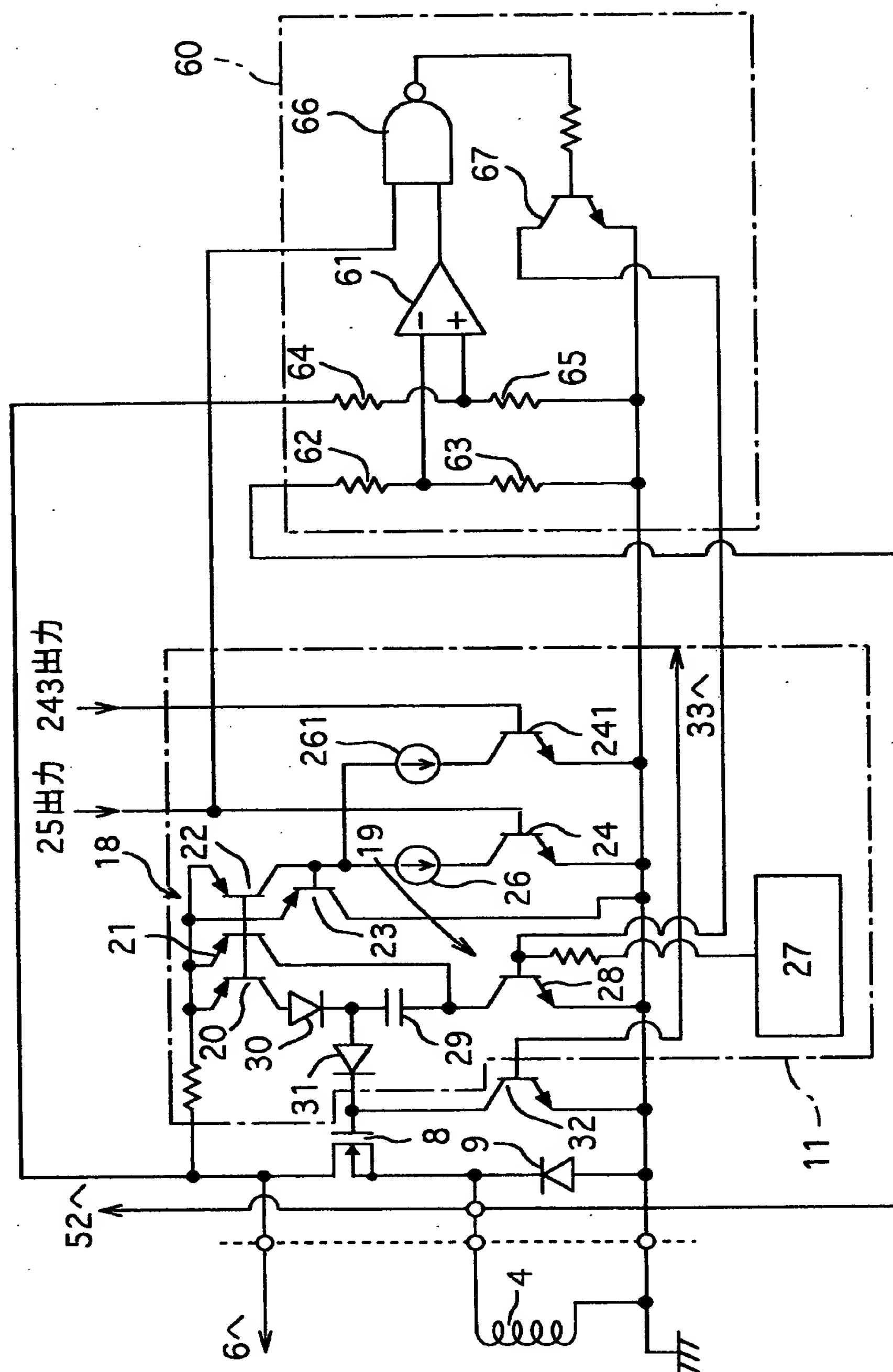
【図 4】



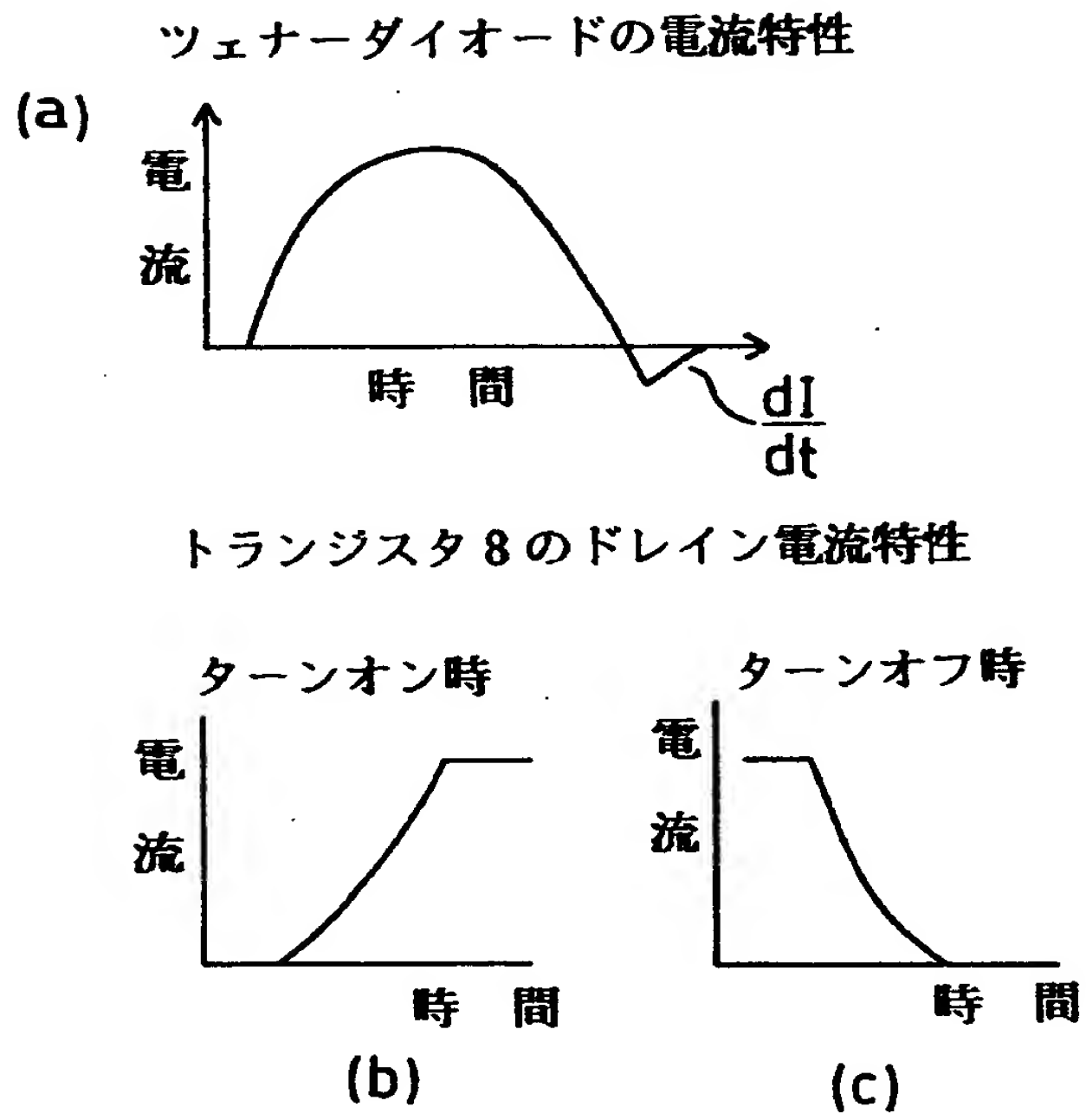
【図 5】



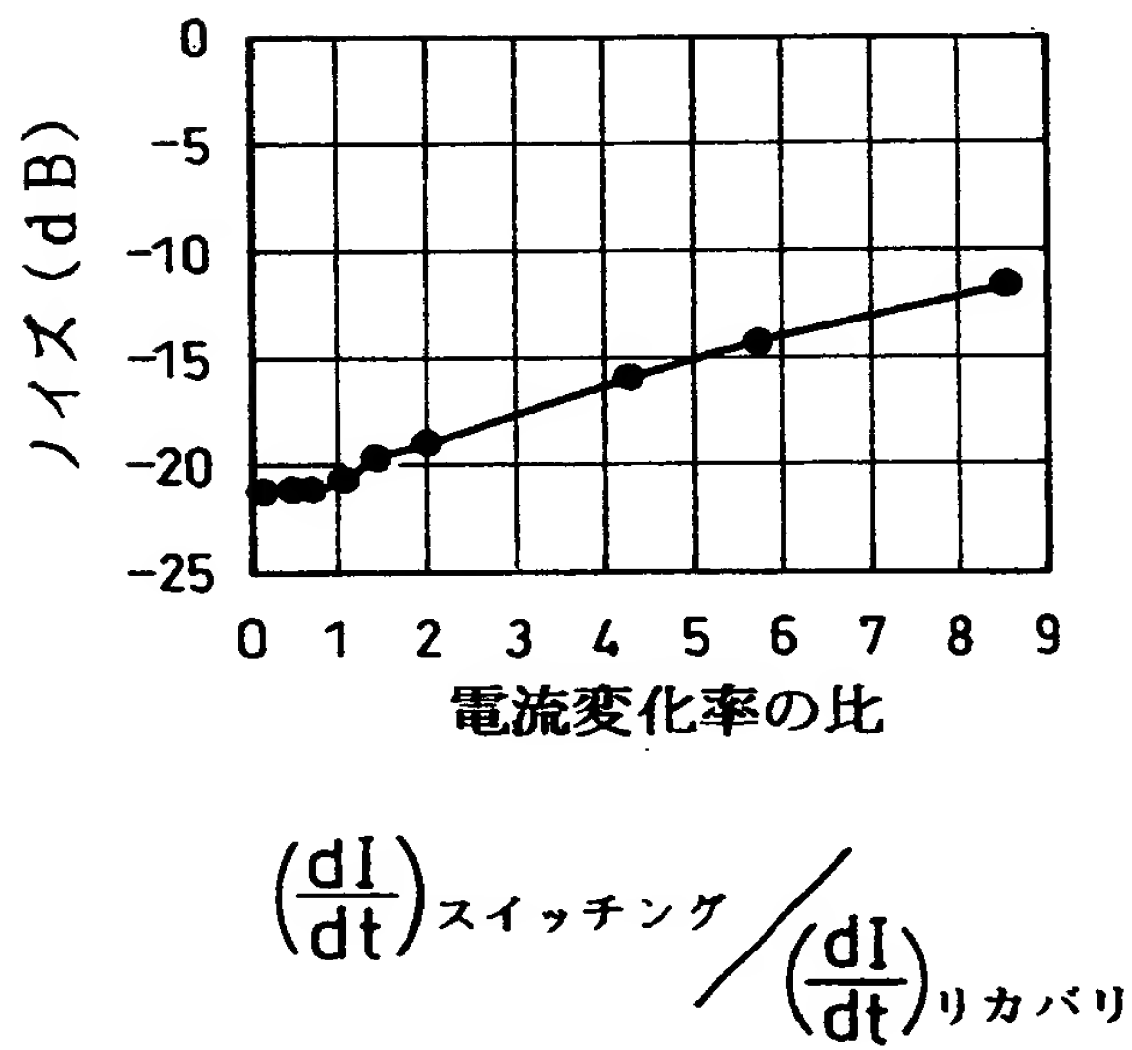
【図 6】



【図 7】



【図 8】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 半導体素子のスイッチング時に発生する電流変化を抑制し、半導体素子のスイッチング時に過渡領域を通過する時間を短くすることで、スイッチング時の素子の発熱量を抑えることができる車両用交流発電機の電圧制御装置の提供すること。

【解決手段】 励磁コイル 4 に所定の電流増加率である程度の期間通電した段階で、半導体素子 8 の電流駆動能力を急増させる。これにより、インダクタンスを有する励磁コイル 4 に誘起されるスパイクサージ電圧を抑制することができるとともに、半導体素子 8 の発熱を低減することができる。

【選択図】 図 1

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [0 0 0 0 0 4 2 6 0]

1. 変更年月日 1 9 9 6 年 1 0 月 8 日
[変更理由] 名称変更
住 所 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地
氏 名 株式会社デンソー